

Korean Patent Laid-open No. 1999-012753

Publication date : February 25, 1999

Applicants : SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD

Title: CHANNEL ENCODING APPARATUS AND METHOD FOR MOBILE  
COMMUNICATION SYSTEM

#### Abstract

A channel encoding apparatus for a digital mobile communication system includes an iterative unit that repeats bits of an inputted frame with the number of setting times to generate an input sequence having a symbol of a frame standard of N information bits, a first encoder that is of a structural encoder and encodes output of the iterative unit to generate first parity, an interleaver that has a cyclic shift structure and interleaves bit order of information outputted with an iterative period at  $\text{Addr}[i] = (p \cdot i) \bmod N$  (N is a size of the frame and p is a natural number satisfying  $\text{gcd}(N, p)$ ), a second encoder which is of an RSC encoder and encodes the output of the interleaver to generate second parity, and a switch that outputs the outputs of the first encoder and the second decoder at a transmission rate of 1/2.

#### Representative Figure

Fig. 1

It is known that the best performance of the turbo code is obtained by the use of the structure of a random interleaver which is of the interleaver. However, when the size of the frame is small, there is little probability that the performance of the interleaver randomly selected is good. Accordingly, when

the size of the frame is small, it is advantageous to use the interleaver which is structured to secure the minimum weight more than a certain degree, compared with the use of the random interleaver.

The structured interleaver may be broadly classified into a two-dimensional interleaver and a one-dimensional interleaver. The two-dimensional interleaver regards the frame as an array of  $M \times N$  to perform the interleaving. The two-dimensional interleaver includes a block interleaver, a helical interleaver, and the like. When the two-dimensional interleaver having a good performance is used, there is a drawback that the size of the frame is limited, because the performance of the two-dimensional interleaver is determined by  $M$  and  $N$ .

A typical one-dimensional interleaver is a cyclic shift interleaver disclosed in [S. Dolinar and C. Divsalar. 'Weight distributions for turbo codes using random and nonrandom permutation' TDA progress Report 42-122, pp. 56-57, August 15, 1995]. The cyclic shift is interleaved by a method shown in the following < Expression 8>.

$$\text{Addr}[i] = (p \cdot i) \bmod N$$

Where  $N$  is the size of the frame and  $p$  is a natural number satisfying  $\text{gcd}(N, p) = 1$ . The performance of the cyclic shift is determined by  $p$  rather than the size  $N$  of the interleaver.

In the embodiment of the present invention, the cyclic structure type interleaver is used as the interleaver 113 in order to be used for voice service. The value of the extended  $0_s$  can be set to 0 and the value of the tail bit can be

set to 4, so that 92 is used as the size of the interleaver 113. For the value of  $p$ , the information bit whose minimum weight is not more than 4 is checked to select the information bit having the largest value. The turbo code in which  $G_1=GO_1=7$  and  $GO_2=5$  is used in order to encode the turbo code with one MAP encoder. The number of iterative encoding is set to 16.

(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl.<sup>6</sup> (11) 공개번호 특 1999-012753  
H04L 17/02 (43) 공개일자 1999년 02월 25일

(21) 출원번호 특 1997-036261  
(22) 출원일자 1997년 07월 30일  
(71) 출원인 삼성전자 주식회사 윤종용  
경기도 수원시 팔달구 매탄동 416  
(72) 발명자 이현우  
경기도 수원시 권선구 권선동 벽산아파트 806동 901호  
이창범  
경기도 고양시 덕양구 화정동 870 은빛마을 526동 404호  
김용  
서울특별시 강서구 화곡2동 163-3번지  
이필중  
서울특별시 마포구 합정동 366-5번지  
(74) 대리인 이건주

심사청구 : 없음

(54) 이동통신 시스템의 채널 부호화장치 및 방법

요약

디지털 이동통신 시스템의 채널 부호화장치가, 입력되는 프레임을 설정 횟수로 비트를 반복하여 N 정보 비트의 프레임 규격의 심볼들을 갖는 입력시퀀스를 발생하는 반복기와, 구조적 부호기로서, 반복기의 출력을 부호화하여 제1패리티를 발생하는 제1부호기와, 순환 쉬프트 구조를 가지며 반복기에서 출력하는 정보의 비트 순서를  $Addr[i] = (p \cdot i) \bmod N$  (N: 프레임 크기, p는  $\gcd(N, p)$ 를 만족하는 자연수)로 인터리빙하는 인터리버와, 알래스카 부호기로서 인터리버의 출력을 부호화하여 제2패리티를 발생하는 제2부호기와, 제1부호기와 제2부호기의 출력을 1/2 전송율로 출력하는 스위치로 구성된다.

대표도

도 1

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 제1실시예에 따른 채널 부호화장치의 구성을 도시하는 도면  
도 2는 도 1의 터보코더기 구성을 도시하는 도면  
도 3은 도 2와 같은 구성을 갖는 터보코더기의 출력을 복호하는 장치의 구성을 도시하는 도면  
도 4는 AWGN 채널에 대한 오류율 성능 시험 결과를 도시하는 도면  
도 5는 프레임 위치에 따른 오류율 성능 시험 결과를 도시하는 도면  
도 6은 Rayleigh 페이딩 채널에 대한 오류율 성능 시험 결과를 도시하는 도면  
도 7은 본 발명의 제2실시예에 따른 채널 부호화장치의 구성을 도시하는 도면

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 이동통신 시스템에서 부호화장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 반복기 및 터보 코더를 사용하는 채널 부호화장치 및 방법에 관한 것이다.

현재 디지털 이동통신 단말기의 신호처리기에서 사용하는 코딩 방식은 길쌈 부호(convolutional code)를 사용하고 있으며, 전송율을 일정하게 유지하기 위하여 각기 다른 전송율을 가지는 데이터들의 프레임 규

격은 설정된 전송율을 가지는 음성 데이터의 프레임 규격과 동일하게 하기 위하여 프레임 데이터를 반복 전송하게 된다.

일반적으로 부호화 이론에서는 부호어의 길이 또는 부호화기의 메모리를 증가시킬수록 부호 이득이 증가 되는 것으로 알려져 있다. 그러나 이와함께 최대 우도 복호 알고리즘(maximum likelihood decoding algorithm)의 복잡도도 증가하고 하드웨어로 구현하기도 어려워진다. 특히 길쌈부호에 대한 복호 방식으로 쓰이는 비터비(Viterbi) 알고리즘은 구속장(constant length) K의 증가와 더불어 지수적인 복잡성을 가지기 때문에  $K > 8$ 인 경우에 대해서는 구현이 어렵고 비실용적이다. 따라서 구속장이 짧은 길쌈 부호의 성능을 증가시키기 위해 새로운 부호 방식 및 복호 방식이 필요하게 되었다.

터보코드(turbo code)는 1993년 Berrou [C.Berrou, A.Glavieux and P.Thitimajshima, 'Near shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo codes,' Proceedings of ICC '93, pp.1064-1070, Geneva, Switzerland, May 1993.]에 의해 발표된 이후, 획기적인 성능에 따라 집중적으로 연구되고 있다. 수만 정도의 크기를 갖는 랜덤 인터리버(random interleaver)를 사용하는 터보 코드의 성능은 샤넬 리미트(Shannon limit)에 근접하는 것으로 알려져 있다. 그러나 아주 큰 크기의 랜덤 인터리버를 사용하는 터보 코드를 사용하기 위해서는 매우 빠른 전송율과 긴 지연을 감수하여야 한다. 따라서 상기 터보 코드는 장거리 우주 통신(deep space communication)을 제외한 다른 응용 분야에 적용하기 어려운 문제점이 있었다.

또한 인터리버(interleaver)를 내부에 포함하고 부호화한 후 심볼 반복과 인터리빙을 사용한 터보 코드는 프레임 크기가 10ms 이하(한 프레임 당 50비트 이하)인 경우에는 성능이 현저하게 저하되는 문제점이 있었다.

#### 발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서 본 발명의 목적은 이동통신 시스템의 음성 데이터 전송장치에서 저속의 데이터율과 프레임 크기를 데이터를 전송할 수 있는 부호화장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 이동통신 시스템의 음성 데이터 전송장치에서 터보 부호화기 이전에 반복기를 추가하여 저속의 데이터율을 갖는 프레임 데이터의 심볼을 반복시킨 후 부호화기에 인가함으로써 성능 감소 없이 음성을 전송할 수 있는 부호화장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 이동통신 시스템의 음성 데이터 전송장치에서 터보 부호화기 다음에 반복기를 추가하여 저속의 데이터율을 갖는 프레임 데이터를 부호화한 후 부호화된 데이터를 설정된 데이터 전송율의 프레임 규격에 맞도록 반복 전송할 수 있는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 실시예에 따른 디지털 이동통신 시스템의 채널 부호화장치가, 입력되는 프레임을 설정 횟수로 비트를 반복하여 N 정보 비트의 프레임 규격의 심볼들을 갖는 입력시퀀스를 발생시키는 반복기와, 알레스씨 부호기로서, 상기 반복기의 출력을 부호화하여 제1패리티를 발생하는 제1부호기와, 순환 쉬프트 구조를 가지며, 상기 반복기에서 출력하는 정보의 비트 순서를  $Addr[i] = (p \cdot i) \bmod N$  (N: 프레임 크기, p는  $\gcd(N, p)$ 를 만족하는 자연수)로 인터리빙하는 인터리버와, 알레스씨 부호기로서, 상기 인터리버의 출력을 부호화하여 제2패리티를 발생하는 제2부호기와, 상기 제1부호기와 제2부호기의 출력을 1/2 전송율로 스위칭 출력하는 스위치로 구성된 것을 특징으로 한다.

#### 발명의 구성 및 작용

FPLMTS는 다양한 서비스를 제공할 수 있다. 따라서 상기 FPLMTS 용 단말기는 각 서비스마다 요구되는 전송율 및 최대 BER과 최대 지연을 만족하도록 설계되어야 한다. 상기 FPLMTS에서 제공할 예정인 서비스를 살펴보면, 크게 음성 서비스와 데이터 서비스로 구별할 수 있다. 상기 음성 서비스는 8kbps, 32kbps와 같은 저속 전송율을 사용하고, 지연이 40ms 이내가 되어야 하며,  $BER < 10^{-4}$ 을 요구한다. 데이터 서비스는 144kbps, 384kbps, 2048kbps와 같은 고속 전송율을 사용하고, 지연은 200ms 정도로 허용되며,  $BER < 10^{-6}$ 을 요구한다.

프레임 단위로 처리하는 시스템에 있어서 지연은 프레임의 크기와 직접적인 연관이 있다. 따라서 FPLMTS의 요구 조건을 다시 표현하면, FPLMTS 시스템은 프레임이 작은 경우에는 높은 BER을 허용하고, 프레임이 큰 경우에는 낮은 BER을 요구한다. 터보 코드는 사용하는 인터리버의 크기를 증가시키므로써 점점 낮은 BER을 얻을 수 있다. 따라서 터보 코드는 다른 부분의 변형 없이 인터리버의 크기만을 변화시키므로써, 상기한 IMT-2000의 요구 조건을 만족할 수 있기 때문에 IMT-2000용으로 최상의 채널 부호가 된다.

예를들면, 상기 터보 코드는 반복 복호 횟수를 증가시키므로써 더 낮은 BER을 얻을 수 있다. 서비스 제공자가 설정한 것 보다 더 좋은 품질의 통화를 원한다면 사용자는 단지 자신의 단말기의 반복 복호 횟수를 증가시키면 된다. 반대로 통화 품질은 저하되더라도 배터리를 오래 사용하려면 반복 복호 횟수를 감소시키면 된다.

도 1은 본 발명의 실시예에 따른 채널 부호장치의 구성을 도시하는 도면이다. 상기 도 1의 구성을 살펴보면, MUX10은 입력되는 정보(information data) 및 기타 데이터(other data)를 다중화하여 출력한다. CRC20은 상기 MUX10에서 출력되는 데이터에 CRC를 추가한다. 반복기(symbol repetition)30은 프레임 데이터를 입력하여 설정된 횟수로 비트 반복한 후 각 심볼들을 출력하여 입력시퀀스 U를 발생한다. 상기 입력시퀀스 U는 채널로 전송된다. 터보코드 부호기(turbo encoder)40은 상기 반복기30에서 출력되는 데이터를 전송 규격에 맞게 부호화하여 출력한다. 상기 터보코드 부호기40은 N 정보 비트의 프레임으로 이루어진 입력을 이용하여 패리티 심볼을 발생한다. 채널인터리버(channel interleaver)50 및 60은 상기 터보코드 부호기40에서 부호화된 데이터를 채널 인터리빙한다. MUX60 및 80은 상기 대응되는 채널인터리버50 및 60에서 인터리빙되는 데이터를 채널 상에 출력한다.

상기 도 1과 같은 구조를 갖는 본 발명의 제1실시예에 따른 이동통신 시스템의 채널 부호화 장치에서 터

보코드 부호기40의 구성은 도 2와 같은 구조를 갖는다. 상기 도 2의 구성을 살펴보면, 제1부호기115는 RSC 코더(Recursive Systematic Convolution coder)로서, 상기 반복기30에서 출력되는 입력시퀀스 U를 RSC의 출력시퀀스  $y_{1k}$ 로 출력한다. 인터리버113은 상기 반복기113에서 출력되는 입력시퀀스 U를 입력한 후 연립 오류의 상관성이 제거되도록 분산하여 출력한다. 제2부호기117은 RSC 코더(Recursive Systematic Convolution coder)로서, 상기 인터리버113에서 출력되는 시퀀스를 RSC의 출력시퀀스  $y_{2k}$ 로 출력한다. 스위치119는 설정된 전송율에 따라 상기 제1부호기115 및 제2부호기117의 출력을 번갈아가면서 출력한다.

상기 도 2를 참조하면, 반복기(repetition)111은 입력되는 프레임 데이터를 반복하여 터보 코더기(turbo encoder)에 전송한다. 상기 반복기30은 프레임 크기가 5ms이고 데이터율이 8kbps인 음성 신호를 전송하는 경우, 5ms인 프레임을 1번 비트 반복하여 연속적으로 2회가 되게 한 후 각 심볼을 상기 터보코드 부호기40에 출력한다.

상기 터보코드 부호기40은 인터리버113, 제1부호기115, 제2부호기117 및 스위치로 구성된다. 상기 터보코드 부호기40의 제1부호기115 및 제2부호기117은 N 정보 비트의 프레임으로 이루어진 입력을 이용하여 패리티 심볼을 만드는 두 개의 간단한 순환 길쌈 부호(recursive convolutional code)를 병렬로 연결된 구조로 되어있다. 상기 제1부호기115는 상기 반복기11의 출력을 입력한다. 인터리버113은 상기 반복기30의 출력을 입력하며, 상기 제2부호기117에 입력되는 정보 비트의 순서를 바꾸어주는 역할을 하며, N 정보 비트의 프레임과 동일한 크기를 갖는다. 따라서 상기 터보코드 부호기40의 출력은 순환 길쌈 부호기115, 117의 출력 뿐만 아니라 인터리버113을 통해 변형된 출력으로 인해 이중의 패리티 정보를 갖게 된다.

상기 터보코드 부호기40의 동작을 살펴보면, 상기 반복기30에서 출력되는 입력 시퀀스 U가 하기 <수학식 1>과 같을 때, 제1부호기115 및 제2부호기117에서 출력되는 각각의 순환 체계적 길쌈 부호(RSC: Recursive Systematic Convolutional Code)의 출력 시퀀스는 하기 <수학식 2> 및 <수학식 3>과 같다.

$$U = (U_1, U_2, U_3, \dots, U_N)$$

$$y_{1k} = (c_{1,1}, c_{1,2}, c_{1,3}, \dots, c_{1,N-1}, c_{1,N})$$

$$y_{2k} = (c_{2,1}, c_{2,2}, c_{2,3}, \dots, c_{2,N-1}, c_{2,N})$$

상기 도 3과 같은 구성을 갖는 터보코드 부호기40 구조에서  $G_{01}$ ,  $G_1$ ,  $G_{02}$ ,  $G_2$ 는 각각 구성 부호의 생성 다항식을 나타내며, 전송율을 1/2로 하기 위하여, 스위치119는 상기 제1부호기115 및 117의 출력인 상기  $y_{1k}$  및  $y_{2k}$ 를 번갈아 전송한다.

상기와 같이 터보코드 부호기40은 RSC 부호기(recursive systematic convolutional encoder)인 제1부호기115 및 제2부호기117을 병렬로 연결한 구조를 갖는다. 이때 상기 프레임 데이터가 반복기30을 통해 각 비트가 심볼 반복되면, 입력시퀀스 U는 상기 <수학식 1>과 같이 표현할 수 있다. 상기 입력시퀀스 U는 채널로 전송되는 부분과 제1부호기115 및 인터리버113로 전송되는 부분으로 분리된다. 이때 상기 인터리버113은 입력시퀀스 U를 분산하여 연립오류의 상관성을 제거한 후 제2부호기117에 인가한다.

상기 터보코드 부호기40에서 인터리버113을 사용하는 이유는, 연립 오류(burst error)가 발생하는 경우, MAP 복호기의 출력은 상관성을 가지게 되고, 다음 단계의 두 번째 MAP 복호기에서는 상관된 입력으로 인해 올바른 복호를 할 수 없게 된다. 그러므로 반복 복호를 수행하는 부호에서는 한 프레임 내의 연립 오류를 상관 없이 분산시킬 수 있는 인터리버를 사용하는 것이 필수적이다. 본 발명의 실시예에서는 상기 인터리버113은 순환 쉬프트 인터리버(circular shift interleaver)를 사용한다고 가정한다.

도 3은 터보코드의 복호기 구성을 도시하고 있다. 상기 터보복호기는 제1MAP복호기217 및 제2MAP복호기223 등을 이용하여 반복 복호하는 구조를 갖는다. 반복 복호시 상기 MAP복호기217 및 223 사이에서 부가정보  $z_k$ 의 교환이 이루어진다. 상기 부가정보는 초기에는 0의 값을 가지지만, 복호가 반복되면서 점점 정확한 값을 갖게되어 향상된 오류 정정을 하게된다.

LLR(Log-likelihood Ratio)를 출력하는 MAP 알고리즘은 많은 계산 과정 및 메모리를 필요로 하므로, 계산 속도 및 메모리 사용 측면에서 간략화하기 위해 하기의 <수학식 4>와 같은 E 함수를 사용한다.

$$\begin{aligned} x E y &= -\ln(e^{-x} + e^{-y}) \\ &= \min(x, y) - \ln(1 + e^{-|x-y|}) \end{aligned}$$

상기 <수학식 4>와 같은 E 함수를 이용하여 LLR을 나타내면 하기의 <수학식 5>와 같이 표현할 수 있다.

$$L(d_x) = E_{m=0}^{2^N-1} [A_k^1(m) + B_k^1(m)] - E_{m=0}^{2^N-1} [A_k^0(m) + B_k^0(m)]$$

여기서 상태 매트릭  $A_k^1(m)$ 과  $B_k^1(m)$ 은 하기의 <수학식 6>과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} A_k^1(m) &= D_i(R_k, m) + E_{j=0}^1 [A_{k-1}^j(S_b^j(m))] \\ B_k^1(m) &= E_{j=0}^1 [B_{k+1}^j(S_f^j(m)) + D_j(R_{k+1}, S_f^j(m))] \end{aligned}$$

상기 <수학식 6>에서  $S_b^j(m)$ 은 입력이  $j$ 일 때 다음 상태가  $m$ 이 되는 상태를 의미하고,  $S_i^j(m)$ 은 입력이  $i$ 이고 현재 상태가  $m$ 일 때 다음 상태를 의미한다. AWGN 채널에 대한 가시 매트릭  $D_j(R_k, m)$ 은 하기의 <수학식 7>과 같다.

$$D_j(R_k, m) = \frac{2}{\sigma^2} (x_k^* j + y_k^* Y^j(m))$$

상기 <수학식 7>에서  $\sigma^2$ 은 잡음의 분산이고,  $x_k$ 는 시간  $k$ 에서 수신된 정보신호이며,  $y_k$ 는 시간  $k$ 에서 수신된 패리티신호이고,  $Y^j(m)$ 은 입력이  $j$ 이고 상태가  $m$ 일 때 부호기의 출력을 의미한다.

상기와 같이  $E$  함수를 도입함으로써 MAP 알고리즘의 대부분의 연산은 덧셈과  $E$  함수의 호출로 변환된다.  $f(z) = \ln(1+e^z)$ 는 급격하게 0으로 수렴하기 때문에 룩-업 테이블이나 간단한 회로로  $E$  함수의 구현이 가능하다. 즉, 8비트 MAP 복호기에서는 상기  $f(z)$ 의 값을 중 8개만이 0이 아닌 값을 갖는다. 그리고 4비트 MAP 복호기에서는 상기  $f(z)$ 의 모든 값들이 0이 된다. 따라서 상기 MAP복호기 217 및 223을 매우 간단하게 구현할 수 있게 된다.

상기와 같은 터보코드 부호기를 이동통신 시스템의 채널 부호장치로 사용하는 경우의 동작을 살펴본다. 여기서는 IMT-2000에 상기 터보코드 부호기를 적용한 예를 살펴본다.

먼저 IMT-2000에 대하여 살펴보면, 상기 IMT-2000은 제3세대 이동통신으로 21세기 초에 상용화할 목적으로 연구되고 있다. 현재에는 상기 IMT-2000의 규격은 결정되지 않은 상태이며 요구조건만이 발표되어있다. 상기 요구 조건을 살펴보면, IMT-2000은 음성 뿐만 아니라 멀티미디어 데이터를 포함하는 다양한 서비스를 제공하여야 한다. 하기 <표 1>은 IMT-2000에서 제공하기로 되어 있는 서비스 들의 전송 요구 조건을 표시하고 있다.

[표 1]

Teleservice	throughput (kbps)	Residual error rate	Delay (msec)
speech telephony/terrestrial	8-32	$10^{-4}$	40
voice band data	2.4-64	$10^{-6}$	200
program sound	128	$10^{-6}$	200
high qual. audio	940	$10^{-5}$	200
video telephony	64-384	$10^{-7}$	49-90
short messages/paging	1.2-9.6	$10^{-6}$	100
electronic mail	1.2-64	$10^{-6}$	100
telefax(G4)	64	$10^{-6}$	100
broadcast/multicast	1.2-9.6(2.4)	$10^{-6}$	100
public voice announce	8-32	$10^{-4}$	90
public A/N announce	1.2-9.6(2.4)	$10^{-6}$	100
unrestricted digital data	64-1920	$10^{-6}$	100
data base access	2.4-768	$10^{-6}$	200+
teleshopping	2.4-768	$10^{-6}/10^{-7}$	90
elect. newspaper	2.4-2000	$10^{-6}$	200
remote control services	1.2-9.6	$10^{-6}$	100
location + nav.	64	$10^{-6}$	100
telewriting	32-64	$10^{-6}$	90

전송율이나 허용 가능한 지연, 오류율이 다른 서비스 들에 대해 동일한 채널 부호를 사용하는 것은 적합하지 않다. 하나의 채널 부호를 사용하여 다양한 서비스를 제공하기 위해서는 가장 열악한 조건에 맞춰 채널 부호를 설계하여야 한다. 따라서 다양한 서비스를 제공하기로 되어있는 IMT-2000에서는 서비스마다 다르게 동작할 수 있는 적응형 채널 부호를 사용하여야 한다.

상기 IMT-2000에서 제공하기로 되어있는 서비스를 크게 분류하면 낮은 전송율을 사용하고 허용 가능한 지연이 짧은 대신 요구되는 오류율이  $10^{-4}$ 인 음성 서비스와 높은 전송율을 사용하고 허용 가능한 지연이 긴 대신 요구되는 오류율이  $10^{-6}$ 인 데이터 서비스로 나눌 수 있다. 이를 다시 표현하면 오류율  $10^{-4}$ 을 요구하는 짧은 프레임을 사용하는 서비스와 오류율  $10^{-6}$ 을 요구하는 긴 프레임을 사용하는 서비스로 나타낼

수 있다. 이것은 프레임의 크기가 클수록 낮은 오류율을 얻을 수 있는 터보 코드의 특성과 잘 부합된다. 본 발명의 실시예에서는 상기 FPLMPTS용 채널 부호기로서 터보 코드를 사용하는 과정을 살펴본다. 상기한 바와 같이 터보코드 부호기 내에는 프레임의 크기와 같은 크기를 갖는 인터리버113을 구비한다. 따라서 상기 FPLMPTS용 터보 코드를 설계하기 위해 앞서 프레임 규격을 결정할 필요가 있다. 여기서는 8kbps 음성 서비스에 대한 규격만을 제시한다. 하기 <표 1>에 표시되는 8kbps 음성 서비스 프레임 규격은 10ms의 길이를 가지고, 실제 전송율은 9.6kbps라 가정한다.

[표 2]

control bits	information data	signaling data	CRC	tail bits	expanding 0s
--------------	------------------	----------------	-----	-----------	--------------

상기 <표 2>에서 정보 데이터(information data)는 80비트이며, 전체 음성 서비스 프레임은 96비트가 된다. 상기 CRC는 음성 대역(voice band)로 BER <math>10^{-6}</math>을 요구하는 데이터를 전송할 때, ARQ를 위한 오류검사를 위해 삽입한다. 실제로 터보 코드에 사용되는 인터리버113의 크기는 테일 비트와 확장 0s를 제외한 값이 된다.

상기 IMT-2000의 요구 조건 중에는 전송 채널에 대한 규약이 있다. 따라서 FPLMPTS용 부호시스템은 IMT-2000에서 요구하는 전송 채널에서 요구되는 BER과 허용 가능한 지연을 만족시켜야 한다. 본 발명의 실시예에서는 수신기에 등화기가 존재한다고 가정하고, AWGN 채널과 Rayleigh 페이딩 채널에서 IMT-2000에서 요구하는 전송조건을 만족하는 부호기를 설계하는 것을 목적으로 한다. 이를 위해 음성 서비스의 경우 이동 통신용으로 이용되는 1/2 전송율 K=9 길쌈 부호와 동일한 성능을 얻을 수 있는 부호 시스템을 설명한다.

상기 터보 코드의 성능은 인터리버로써, 랜덤 인터리버(random interleaver)의 구조를 사용하는 것이 가장 좋은 성능을 얻을 수 있다고 알려져 있다. 하지만 프레임의 크기가 작을 경우에는 랜덤하게 선택한 인터리버의 성능이 우수할 확률이 거의 없다. 따라서 프레임의 크기가 작을 경우에는 최소 웨이트(weight)가 얼마 이상인다는 것이 보장되는 구조화된 인터리버를 사용하는 것이 랜덤 인터리버를 사용하는 것 보다 유리하다.

구조화된 인터리버는 크게 2차원 인터리버와 1차원 인터리버로 구분할 수 있다. 2차원 인터리버는 프레임을 M\*N의 배열로 보고 인터리빙을 한다. 여기서 블록 인터리버(block interleaver)와 대각 인터리버(diagonal interleaver) 등이 포함된다. 2차원 인터리버의 성능은 M과 N에 의해 결정되기 때문에 성능이 우수한 2차원 인터리버를 사용하기 위해서는 프레임 크기가 제한되는 단점이 있다.

대표적인 1차원 인터리버로는 순환 쉬프트 인터리버[S.Dolinar and D.Divsalar, 'Weight distributions for turbo codes using random and nonrandom permutation,' TDA progress Report 42-122, pp.56-65, August 15, 1995.]가 있다. 상기 순환 쉬프트는 하기 <수학식 8>과 같은 방법으로 인터리빙을 한다.

$$Addr[i] = (p * i) \bmod N$$

상기 <수학식 8>에서 N은 프레임의 크기이고, P는  $\gcd(N, p) = 1$ 을 만족하는 자연수이다. 상기 순환 쉬프트는 인터리버의 크기 N 보다 p에 의해 성능이 결정된다.

본 발명의 실시예에서는 음성 서비스에 사용하기 위하여 상기 인터리버113은 순환 구조방식의 인터리버를 사용한다. 상기 확장 0s의 값은 0로 하고, 테일 비트는 4로 할 수 있으므로, 상기 인터리버113의 크기는 92를 사용한다. p는 최소 웨이트(weight)가 4이하인 정보 비트들에 대해 조사하여 최소 웨이트가 가장 큰 값을 선택한다. 그리고 하나의 MAP 복호기로 터보 코드를 복호할 수 있도록 하기 위해  $G_1 = G_0 = 7$ ,  $G_2 = 5$ 인 터보 코드를 사용한다. 그리고 반복 횟수는 16으로 한다.

도 4는 상기 AWGN 채널에 대한 BER 성능 실험 결과를 도시하고 있다. 상기 도 4를 참조하면, MAP 복호기를 8비트로 처리할 때에는 실제 값을 사용하였을 때와 성능 차이가 거의 없다. 그러나 4비트로 처리할 때에는 8비트로 처리할 때 보다 복잡도가 2배 이상 감소하지만 실제 값을 사용할 때에 비해 0.3dB 정도의 손실이 있다. 따라서 상기 IMT-2000용 터보 코드의 복호기는 8비트로 하는 것이 좋다. 8비트 MAP 복호기와 3비트를 사용하는 K=9인 비터비 복호기의 복잡도를 비교하면 MAP 복호기의 복잡도가 훨씬 작다.

도 5는 프레임 위치에 따른 BER 성능 실험 결과를 도시하고 있다. 상기 도 5를 참조하면, 프레임의 시작과 끝 부분의 오류율이 평균 오류율 보다 작음을 알 수 있다. 그리고 프레임의 중간 부분에서도 어떤 위치에 대한 오류율은 평균 오류율 보다 작다. 이는 MAP 알고리즘의 부호화된 계열(sequence)이 상태 0에서 상태 0로 끝난다는 사실을 이용하여 복호하기 때문이다. 프레임의 중간 부분 중 오류율이 상대적으로 낮은 위치는 인터리빙을 한 후에 프레임의 시작과 끝 부분이 되는 곳이다. 프레임의 첫 번째 비트가 다른 부분에 비해 매우 낮은 오류율을 가지는 이유는 인터리빙 방식이 순환 쉬프트 방식이기 때문에, 인터리빙을 한 후에도 첫 번째 비트는 여전히 첫 번째 비트이기 때문이다. 따라서 프레임의 시작 부분과 같이 오류가 낮은 곳에서는 제어 비트들처럼 매우 중요한 데이터를 전송하는 것이 좋다.

도 6은 Rayleigh 페이딩 채널에 대한 BER 성능 실험 결과를 도시하고 있다. 상기 도 6을 참조하면, 상기 본 발명의 실시예에 따른 터보코드 부호기는 AWGN 채널에서는 K=9인 길쌈 부호와 성능이 유사한 부호였음에도 불구하고, Rayleigh 페이딩 채널에서는 0.6dB 정도의 성능 향상이 있음을 알 수 있다. 이는 상기 터보코드 부호기40 내에 인터리버113이 포함되어 있기 때문에 짧은 페이딩에 대해서는 좋은 성능을 얻을 수 있기 때문이다. 4비트 MAP 복호기의 경우에는  $E_b/N_0$ 가 작을 때에는 BER 성능이 형편없었다. 이는 큰 잡음이 더해지기 때문에 계산 도중 대부분 오버플로우가 발생하여 정확한 계산을 할 수 없기 때문이다. 그러나  $BER < 10^{-3}$ 인 부분에서는 K=9 길쌈 부호와 비슷한 성능을 보이며, 8비트 MAP 복호기에 대해서는



0.5dB 정도의 손실을 가진다.

도 7은 본 발명의 제2실시예에 따른 채널 부호화장치의 구성을 도시하고 있다. 상기 도 7은 상기 터보코드 부호기40에서 패리티 비트를 생성한 후, 반복기30이 상기 패리티 비트를 반복 출력하는 구성을 갖는다.

#### 발명의 효과

디지털 이동통신 시스템은 다양한 서비스를 제공할 수 있으며, 따라서 채널 부호는 각 서비스마다 요구되는 전송율, 지연 조건과 BER 조건을 만족하도록 설계하여야 한다. 이런 경우 인터리버의 크기만을 변화시키므로서 서비스 요구 조건을 만족시킬 수 있는 터보 코드는 디지털 이동통신 시스템에서 사용하기 위한 채널 부호로 가장 적합하다 할 수 있다. 그리고 반복 복호 횟수를 조정함으로써 BER을 변화시킬 수 있다.

본 발명의 실시예에서는 8kbps 음성 서비스용 터보 코드를 제시하고 있다. 상기 터보 코드와 이동 통신에서 사용되고 있는 K=9인 길쌈 부호를 비교하면, 복호기의 복잡도는 훨씬 작으면서 AWGN 채널에 대해서는 비슷한 성능을 보이고, Rayleigh 페이딩 채널에 대해서는 0.6dB 정도의 부호 이득을 얻을 수 있다. 이는 상기한 바와 같이 터보코드 부호기 내에 인터리버가 포함되어 있기 때문에 짧은 페이딩에 대해 양호한 성능을 얻을 수 있다.

또한 본 발명의 실시예에서는 8kbps의 음성 서비스에 대한 채널 부호만을 설명하였지만, 이동통신 시스템의 다른 서비스들에 대해서도 본 발명의 실시예에 따른 방법으로 프레임 규격을 설정하고 인터리버를 설계하면 적합한 채널 부호기를 설계할 수 있다.

#### (57) 청구의 범위

##### 청구항 1

디지털 이동통신 시스템의 채널 부호화장치에 있어서,

입력되는 프레임을 설정 횟수 만큼 비트를 반복하여 N 정보 비트의 프레임 규격의 심볼들을 갖는 입력시퀀스를 발생하는 반복기와,

알에스씨 부호기로서, 상기 반복기의 출력을 부호화하여 제1패리티를 발생하는 제1부호기와,

순환 쉬프트 구조를 가지며, 상기 반복기에서 출력하는 정보의 비트 순서를  $Addr[i] = (p \cdot i) \bmod N$  (N: 프레임 크기, p는  $\gcd(N, p)$ 를 만족하는 자연수)로 인터리빙하는 인터리버와,

알에스씨 부호기로서, 상기 인터리버의 출력을 부호화하여 제2패리티를 발생하는 제2부호기와,

상기 제1부호기와 제2부호기의 출력을 1/2 전송율로 출력하는 스위치로 구성된 것을 특징으로 하는 디지털 이동통신 시스템의 채널 부호화장치.

##### 청구항 2

디지털 이동통신 시스템의 채널 부호화장치에 있어서,

알에스씨 부호기로서, 입력 프레임 데이터를 부호화하여 제1패리티를 발생하는 제1부호기와,

순환 쉬프트 구조를 가지며, 상기 입력 프레임 데이터의 비트 순서를  $Addr[i] = (p \cdot i) \bmod N$  (N: 프레임 크기, p는  $\gcd(N, p)$ 를 만족하는 자연수)로 인터리빙하는 인터리버와,

알에스씨 부호기로서, 상기 인터리버의 출력을 부호화하여 제2패리티를 발생하는 제2부호기와,

상기 제1부호기와 제2부호기의 출력을 1/2 전송율로 출력하는 스위치와,

상기 입력 프레임 데이터와 상기 스위치에서 출력되는 패리티 데이터를 설정 횟수 만큼 비트를 반복하여 출력하는 반복기로 구성된 것을 특징으로 하는 디지털 이동통신 시스템의 채널 부호화장치.

##### 청구항 3

디지털 이동통신 시스템의 채널 부호화 방법에 있어서,

입력되는 프레임을 설정 횟수 만큼 비트를 반복하여 N 정보 비트의 프레임 규격의 심볼들을 발생하는 과정과,

상기 반복 데이터 심볼들의 비트 순서를  $Addr[i] = (p \cdot i) \bmod N$  (N: 프레임 크기, p는  $\gcd(N, p)$ 를 만족하는 자연수)로 인터리빙하는 과정과,

상기 반복 데이터 심볼들을 알에스씨 부호화하여 제1패리티를 발생하고, 상기 인터리빙되는 심볼들을 알에스씨 부호화하여 제2패리티를 발생하는 과정과,

상기 제1패리티와 제2패리티를 1/2 전송율로 출력하여 상기 반복 데이터 심볼과 결합하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 디지털 이동통신 시스템의 채널 부호화 방법.

##### 청구항 4

디지털 이동통신 시스템의 채널 부호화 방법에 있어서,

입력 프레임 심볼들의 비트 순서를  $Addr[i] = (p \cdot i) \bmod N$  (N: 프레임 크기, p는  $\gcd(N, p)$ 를 만족하는 자연수)로 인터리빙하는 과정과,

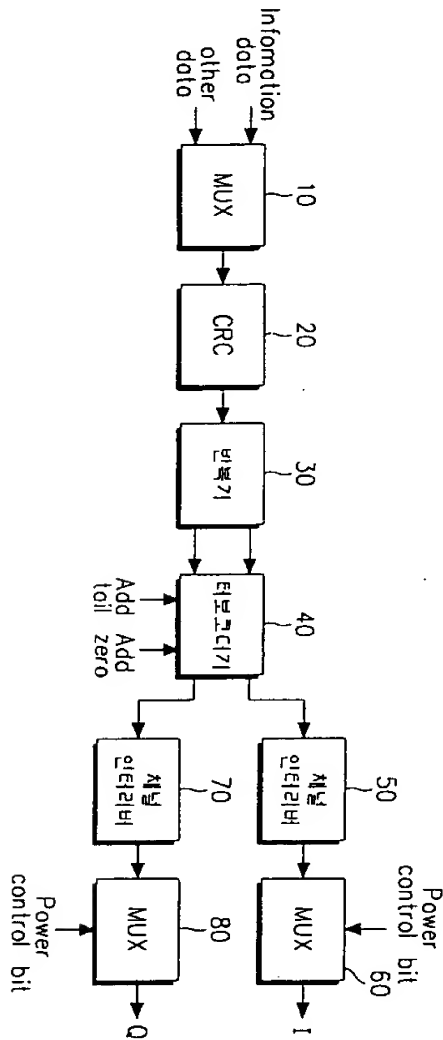
상기 입력 프레임 심볼들을 반복 심볼들을 알에스씨 부호화하여 제1패리티를 발생하고, 상기 인터리빙되는 심볼들을 알에스씨 부호화하여 제2패리티를 발생하는 과정과,

상기 제1패리티와 제2패리티를 1/2 전송율로 출력하는 과정과,

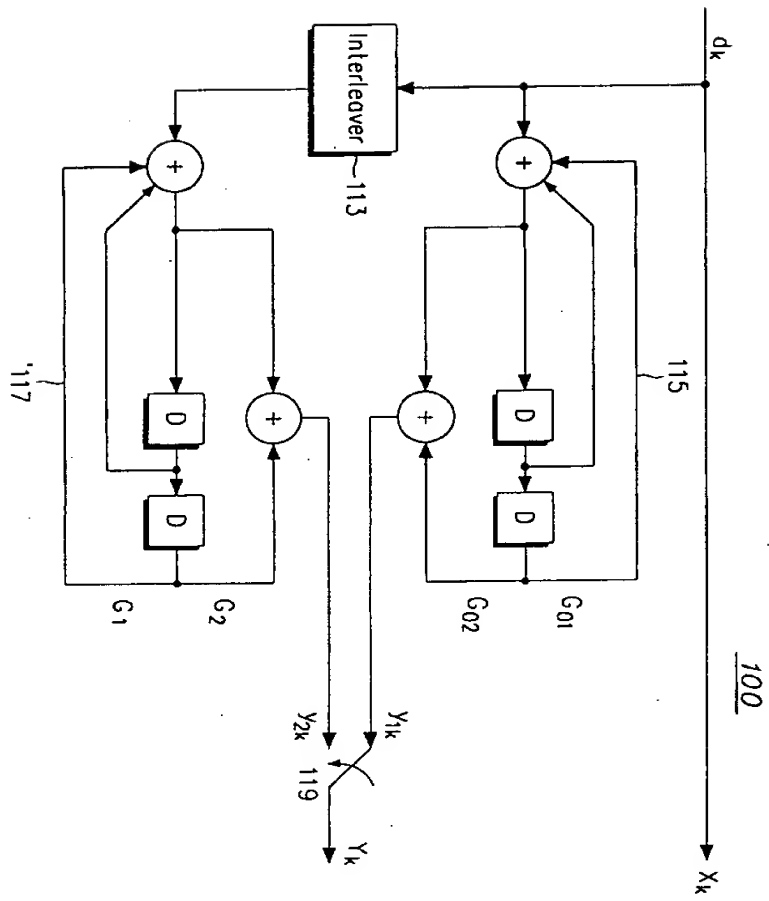
상기 입력 프레임 심볼들과 출력되는 패리티 심볼들을 설정 횟수 만큼 비트를 반복하여 N 정보 비트의 프레임 규격의 심볼들을 발생하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 디지털 이동통신 시스템의 채널 부호화 방법.

도면

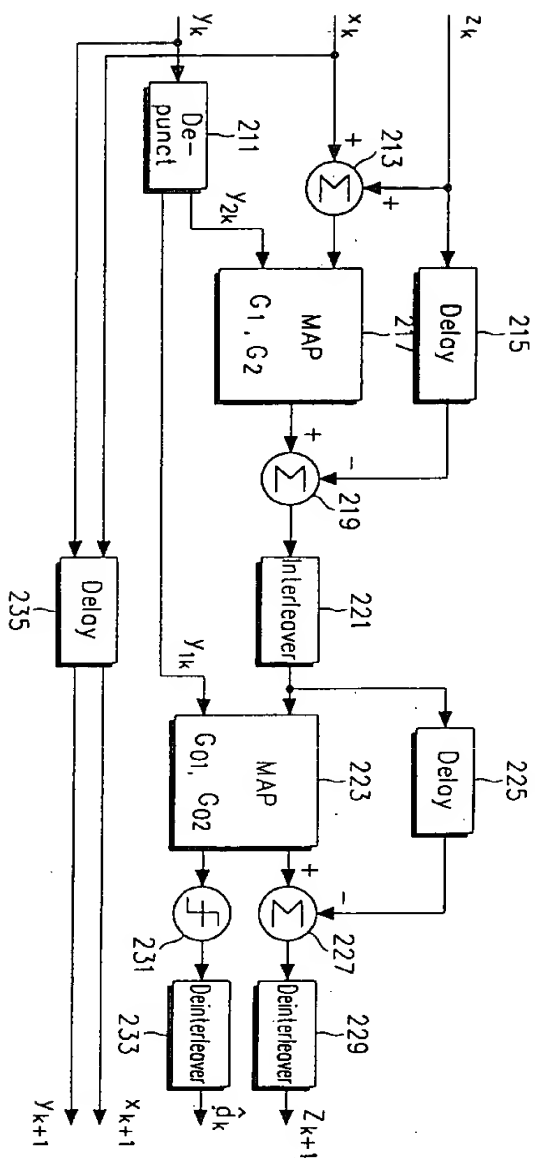
도면1



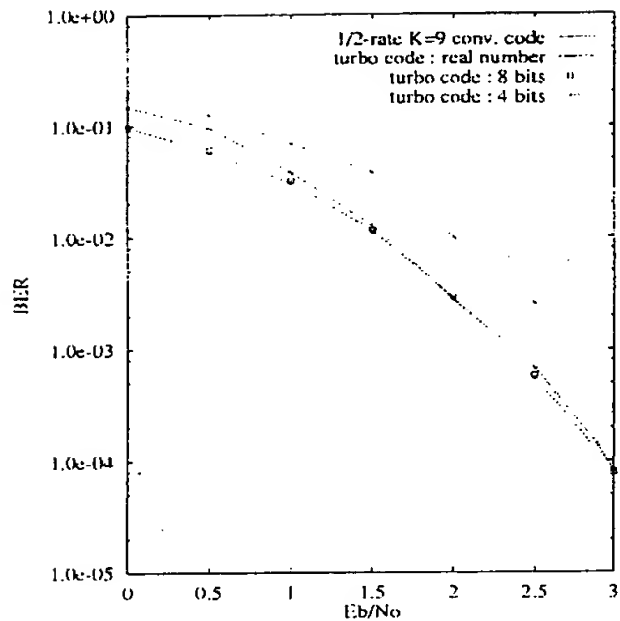
도면2



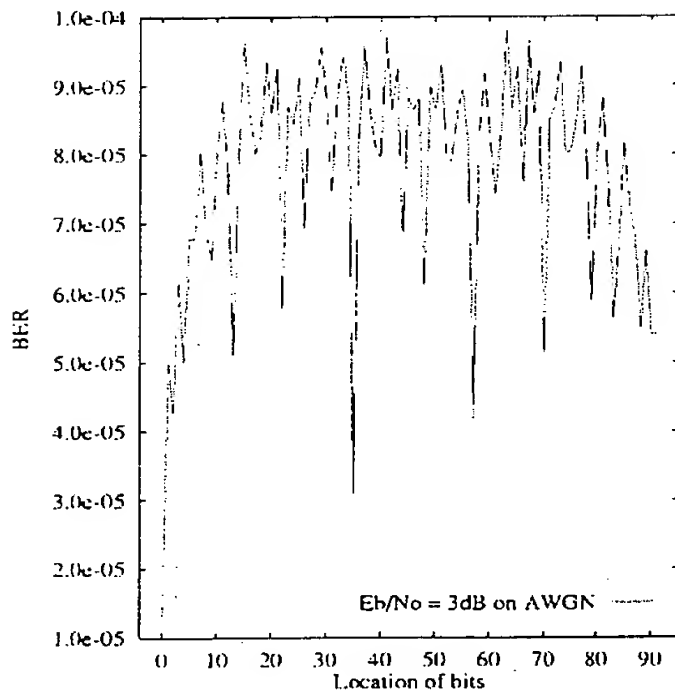
도면3



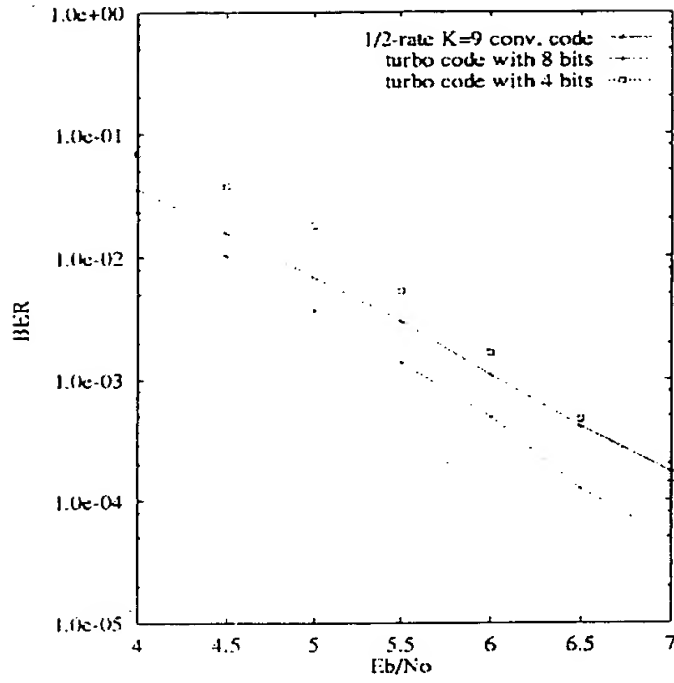
도면4



도면5



도면6



도면7

